



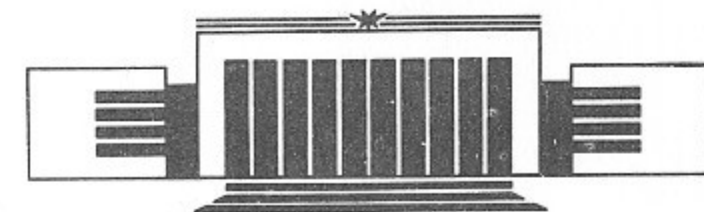
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ
им. Г.И. Будкера СО РАН

37

П.В. Воробьев, А.Н. Кирпотин, В.А. Бутько,
М.Е. Ровкин, А.П. Болдырев, Э.Б. Борисов,
В.А. Изотов, Г.П. Слукин

МАКЕТ КОГЕРЕНТНОЙ РЛС
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ И
ПОВЕРХНОСТИ МОРЯ
НА ЧАСТОТЕ 150 МГц

ИЯФ 94-58



НОВОСИБИРСК
1994

**Макет когерентной РЛС для исследования
атмосферы и поверхности моря
на частоте 150 МГц**

П.В.Воробьев, А.Н.Кирпотин

Институт ядерной физики им. Г.И.Будкера СО РАН, Новосибирск,
Vogobyov@inp.nsk.su, Kirpotin@inp.nsk.su,

В.А.Бутько, М.Е.Ровкин

Томский институт автоматизированных систем управления
и радиоэлектроники, Томск,

А.П.Болдырев, Э.Б.Борисов

Сахалинский радиофизический полигон, Южно-Сахалинск,

В.А.Изотов, Г.П.Слукин

Московский Государственный технический университет им.

Н.Э.Баумана

Приведено описание РЛС метрового диапазона с когерентным накоплением сигнала для исследования атмосферы (ST-radar). Изложена методика а аппаратная реализация метода когерентного накопления сигнала путем приведения сигнала приёмника к квадратурному базису передатчика. Этот метод позволяет осуществить когерентный доплеровский режим работы локатора с использованием дешёвых мощных импульсных генераторов с самовозбуждением (магнетроны, мощные ВЧ лампы).

© Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН

1. Введение

Радиофизические методы находят все более широкое применение в геофизических исследованиях. Современные локационные системы для исследования атмосферы (включая и ионосферу) позволяют измерять все три компоненты скорости ветра на высотах от 1 до 70 км в непрерывном режиме, электронную концентрацию и высотные профили влажности и интенсивности осадков. В мире уже существует и непрерывно расширяется сеть когерентных доплеровских радиометеорологических РЛС для исследования атмосферы (это MST радары и windprofiler's) [1, 2].

Другая важная область применения радиолокационных методов контроля атмосферы — обеспечение безопасности полетов самолетов. Здесь необходимо радиолокационное измерение направления и скорости ветра на расстояниях до 50 – 70 км от аэропорта для обнаружения микрошквалов, приводящих к наибольшему числу летных происшествий, связанных с погодой.

В данной работе приведено описание макета когерентной доплеровской РЛС метрового диапазона для исследования энергетических и спектральных характеристик радиолокационных отражений на частоте 150 МГц (длина волны $\lambda = 2$ м) при горизонтальном и вертикальном зондировании нижнего слоя тропосферы и наблюдений за морской поверхностью (волнение ветровой сдвиг поверхности воды, течения и т.д.). Для реализации когерентного доплеровского режима работы импульсной некогерентной РЛС был использован метод приведения сигнала приёмника

к квадратурному базису передатчика [3]. Экспериментальные исследования характеристик радиолокационных отражений при горизонтальном и вертикальном зондировании атмосферы проводились на Сахалинском радиофизическом полигоне с 27 августа по 15 сентября 1993 года [4].

2. Приведение сигнала к квадратурному базису передатчика и когерентное накопление

Использование когерентной схемы с регистрацией квадратурных составляющих приводит к увеличению отношения сигнал/шум по сравнению с некогерентным накоплением в \sqrt{N} раз (где N — число накоплений) и позволяет реализовать доплеровский режим работы радиолокатора.

Дело в том, что при когерентном накоплении сигнала используется информация о фазе сигнала. Это позволяет суммировать при накоплении амплитуды сигнала. При этом отклик детектора на когерентный сигнал пропорционален амплитуде сигнала E_s и числу накоплений N :

$$U_s = N E_s \quad (1)$$

а отклик на некоррелированную по фазе шумовую компоненту со среднеквадратичной амплитудой E_n пропорционален корню квадратному из N :

$$U_n = \sqrt{N} E_n \quad (2)$$

в результате для отношения сигнал/шум получим:

$$S/N = (U_s/U_n)^2 = N \quad (3)$$

в то же время при некогерентном накоплении отклик детектора пропорционален мощности сигнала P_s и числу накоплений:

$$U_s^2 = N P_s \quad (4)$$

отклик детектора на шум также растет пропорционально числу накоплений, однако флуктуации энергии шума на фоне которых нужно искать полезный сигнал растут пропорционально корню из числа накоплений:

$$U_n^2 = \sqrt{N} P_n \quad (5)$$

в результате отношение сигнал/шум при некогерентном накоплении

$$S/N = P_s/P_n = \sqrt{N} \quad (6)$$

что в \sqrt{N} раз хуже, чем для когерентного случая.

Обеспечение импульсно-когерентного режима работы РЛС, необходимого для измерения доплеровских спектров отраженных сигналов, достигалось приведением сигнала приёмника к квадратурному базису передатчика. Такая процедура эквивалентна вычитанию в каждом периоде повторения случайной начальной фазы излученного радиоимпульса из фазы принятого сигнала. Получаемые при этом преобразованные квадратурные составляющие принятого сигнала фактически соответствуют квадратурным составляющим отраженного сигнала при зондирующем сигнале в виде периодической последовательности когерентных радиоимпульсов. Первичная обработка сигнала заключается в Фурье-анализе накопленной последовательности приведенных квадратур.

Однако следует специально отметить, что при таком методе когерентного накопления не возникает проблемы разрешения неоднозначности по дальности, связанной с наложением сигнала от предыдущего зондирующего импульса, рассеянного удаленной целью. Дело в том, что при сдвиге последовательности квадратур принятого сигнала относительно последовательности квадратур излученного импульса хотя бы на один импульс когерентность полностью теряется. Иными словами, кросскорреляционная функция этих последовательностей практически является дельта-функцией:

$$C(k) = \sum_{n=1}^N A_t(n) \cdot A_r^*(n+k) = \delta(k) \quad (7)$$

Здесь $A_t(i)$ и $A_r(i)$ — комплексные амплитуды сигнала передатчика и приёмника соответствующие i -му зондирующему импульсу. В этом смысле последовательность из N импульсов является фазо-манипулированным сигналом с длиной базы равной числу накоплений (от 256 до 4096 в нашем случае). Закон манипуляции фазой — случайный, и то, что в других РЛС, излучающих сложный сигнал, достигается применением сложных программно-аппаратных средств, в нашей системе получается автоматически. Отсутствие проблемы разрешения неоднозначности по дальности позволяет увеличить частоту повторения зондирующего СВЧ сигнала и, тем самым, поднять потенциал РЛС.

3. Аппаратная реализация квазикогерентной РЛС

Для решения задач зондирования нижней атмосферы и поверхности моря подготовлен макет когерентной импульсной РЛС. Импульсный режим работы с использованием монохроматического зондирующего сигнала выбран по следующим причинам:

- Средняя мощность выше для доступных импульсных передатчиков, что обеспечивает более высокий потенциал РЛС.
- Большая часть существующих в России РЛС метрового и дециметрового диапазона — моноимпульсные. Поэтому создание эффективной системы регистрации позволило бы легко модифицировать эти станции.

Ниже приведены основные параметры использованной нами РЛС.

ПЕРЕДАТЧИК:

Импульсная мощность передатчика 250 кВт,
Длительность зондирующего ВЧ импульса 5 мкс,
Частота зондирующего ВЧ импульса 150–180 МГц,
Частота посылок зондирующего импульса 400 Гц.

АНТЕННА — фазированная 16-элементная решетка (8 × 2),

раскрыв диаграммы направленности:

по горизонтали 6°,
по вертикали 30°.

управление диаграммой — механическое, поворотом вокруг горизонтальной и вертикальной осей при помощи шаговых двигателей.

ПРИЁМНИК:

Чувствительность (при $S/N = 2$) -140 дБ/Вт ,
Полоса 300 кГц.

Блок-схема макета когерентной РЛС приведена на рисунке 1. Общая схема работы макета следующая: РЛС имеет двухканальный квадратурный приёмник с общим для обеих каналов гетеродином. В качестве опорного генератора гетеродина используют рубидиевый стандарт частоты (АСЧ) или высокостабильный кварцевый стандарт, который обеспечивает фазовую привязку импульсов, разнесенных по времени на 1 мсек, с точностью не хуже, чем 0.01 рад. Сигнал передатчика через направленный ответвитель и аттенюатор подается на вход

второго канала приёмника, гетеродинируется и раскладывается на квадратурные составляющие. Видеоимпульсы соответствующих квадратурных компонент сигнала после прохождения согласованного фильтра оцифровываются двумя АЦП (ADCt-C и ADCt-S). Сигнал, отраженный от цели, подается на первый (высокочувствительный) вход квадратурного приёмника через управляемый от ЭВМ аттенюатор. Сигнал цели гетеродинируется, разлагается на квадратурные составляющие, фильтруется и регистрируется двумя АЦП (ADCr-C и ADCr-S) в момент, определяемый текущей дальностью зондирования РЛС. Все АЦП имеют буферные ЗУ емкостью по 4К слов. Использование аттенюатора управляемого от ЭВМ в ВЧ тракте приёмника позволяет значительно расширить динамический диапазон приёмника. АЦП, используемые для оцифровки квадратур принятого сигнала — двенадцатиразрядные, что в сочетании с 47-децибельным управляемым аттенюатором позволяет иметь динамический диапазон порядка 70 децибел. Синхронизация работы станции (запуск передатчика, синхронизация АЦП сканирование по дальности) обеспечивается генератором временных интервалов — ГВИ, который управляется от ЭВМ. После завершения накопления сигнала в буферном ЗУ АЦП сигналы считываются в ЭВМ, где производится их обработка.

Для первичной обработки локационного сигнала (приведение к квадратурному базису и Фурье-анализ) может использоваться быстрый спецпроцессор (TMS320C30).

Частота тактирования АЦП равнялась либо частоте повторения зондирующих импульсов при когерентном накоплении в одном строке дальности, либо 4 мкс при одновременной работе с несколькими строками дальности.

Такая структура системы регистрации позволила:

- спрятать обработку предыдущего массива данных в "тень" накопления нового массива данных в буфер АЦП.
- организовать измерения и накопление данных одновременно в нескольких строках дальности, так как блок генерации "гребенки" получив от ГВИ импульс с задержкой, соответствующей начальной дальности сканирования, выдает последовательность тактовых импульсов для АЦП, измеряющих квадратурные компоненты отраженного сигнала. Число стробов дальности, в которых производится одновременное когерентное накопление сигнала, может принимать значения 8, 16, 32. При этом число накапливаемых в каждом строке дальности импульсов соответственно — 512, 256, 128.

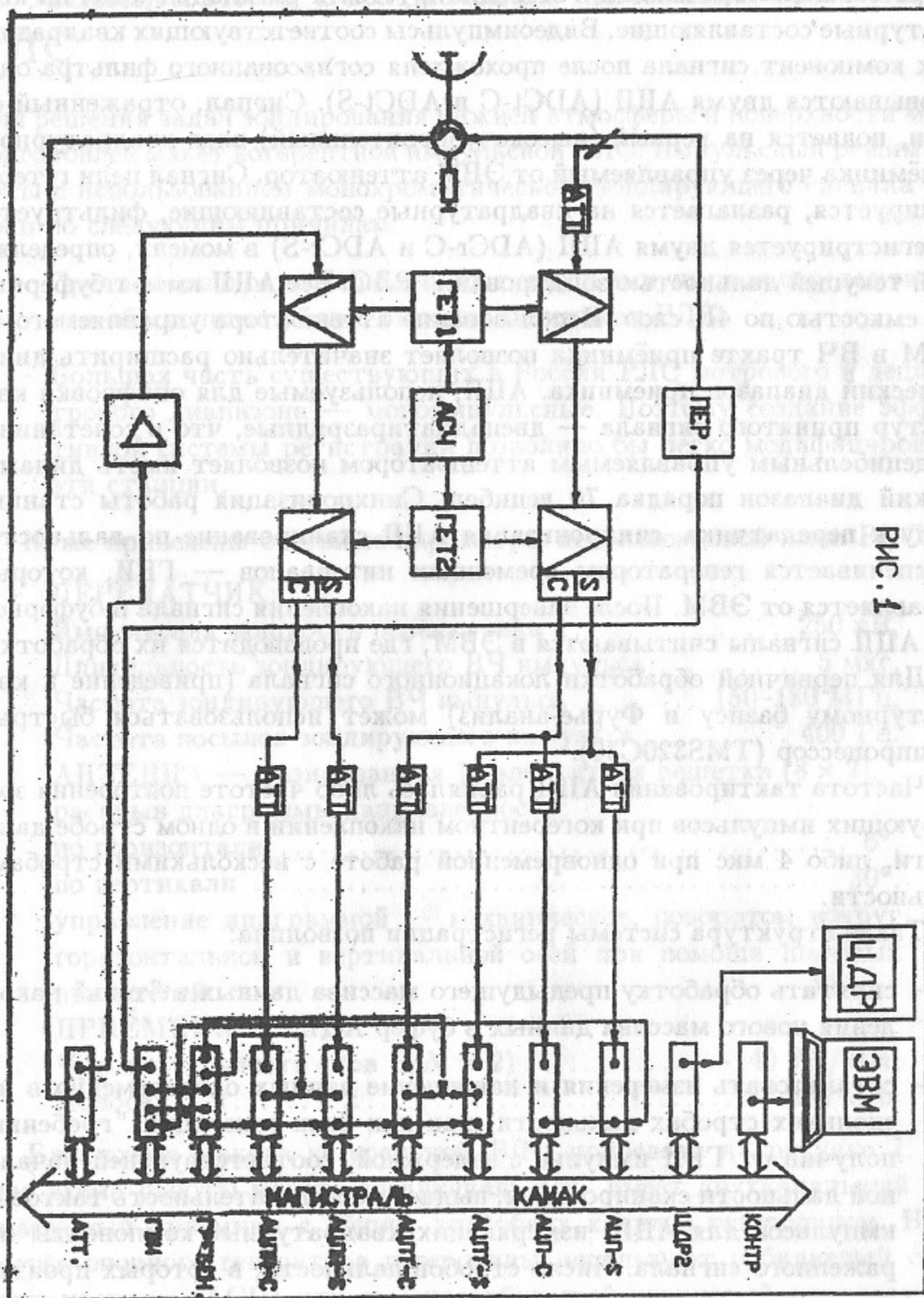


РИС. 1

В качестве первого гетеродина использован штатный гетеродин станции, работающий в режиме генератора с навязанной фазой. Фаза задавалась сигналом, полученным после умножения частоты опорного высокостабильного генератора (АСЧ).

Таким образом, модернизация приемо-передающей части РЛС сводилась к постановке одного дополнительного ВЧ-разъема и замене штатных приводов позиционирования антенны шаговыми двигателями.

Выбор станции определялся ее доступностью и простотой модернизации, хотя это и не лучший вариант. Сейчас мы готовим ST-радар с параболической полноповоротной антенной диаметром 9м, который будет работать одновременно на двух длинах волн (2м и 0.4м) с возможностью управления поляризацией.

Для обеспечения измерения абсолютных значений средней мощности принимаемых сигналов в комплексе предусмотрен режим калибровки приёмного устройства и устройства формирования квадратурных составляющих специальным тест-сигналом калиброванной мощности. В динамическом диапазоне 70 дБ погрешность измерения мощности сигналов на входе приёмника не превышает 1 дБ.

4. Калибровка приёмного комплекса и контрольные измерения

Была проведена серия измерений для измерения чувствительности различных элементов квазикогерентного комплекса макета РЛС.

1. Измерены собственные шумы аналого-цифровой части макета, обеспечивающей измерение квадратурных компонент сигнала передатчика и приёмника, приведение сигнала приёмника к квадратурному базису сигнала передатчика и когерентное накопление сигнала с последующим фурье-анализом для выделения доплеровских пиков.

Измерения проводились по следующей методике. На входы квадратурных расщепителей вместо сигнала ПЧ передатчика и приёмника подавался сигнал от стабильного внешнего генератора, частота которого соответствовала частоте сигналов ПЧ РЛС. Была измерена дисперсия амплитуды и фазы сигнала "приёмника", накопленного после приведения к квадратурному базису сигнала "передатчика" (напомним, что это один и тот же сигнал, измеряемый с регулируемой задержкой по времени). Типичное число накоплений — 4096. В результате измерений получено:

— СКО фазы — $\sigma(\varphi) < 1^\circ$.

— СКО амплитуды — $\sigma(A) < 0.01$ (в отн. единицах).

В существенной степени эти параметры определяются нестабильностью параметров сигнала калибровочного генератора.

2. Измерена ортогональность базиса квадратурных расщепителей: Неортогональность базиса не превосходит одного градуса.

Вообще говоря, этот параметр не является существенным для работы системы, так как неортогональность базиса квадратурных расщепителей измеряется при калибровке системы. Затем вычисляется матрица преобразования к ортогональному базису, которая используется при приведении сигнала приёмника к квадратурному базису передатчика.

3. Измерена чувствительность приёмно-регистрирующей системы РЛС с использованием как штатного, так и внешнего калибровочного генераторов.

— чувствительность приёмника РЛС в штатном режиме без когерентного накопления сигнала — $P = -143 \text{ дБ/Вт}$ (при отношении сигнал/шум = 2).

— чувствительность приёмника РЛС при когерентном накоплении сигнала по 4096 импульсам — $P = -180 \text{ дБ/Вт}$.

Рисунок 2 иллюстрирует отклик системы на калибровочный сигнал мощность которого равна -171 дБ/Вт . Видно, что выигрыш в чувствительности при когерентном накоплении в точности соответствует числу накоплений. В то же время измерения показывают, что ширина пика на нулевой частоте в спектре мощности сигнала равна обратному времени накопления. Эти факты свидетельствуют об отсутствии потерь когерентности в системе и позволяют говорить о реализации истинно когерентного режима работы РЛС. В результате система позволяет обеспечить подавление сигнала от неподвижных местных предметов на уровне 50-60 дБ.

4. Диаграмма направленности антенны РЛС приведена на Рис.3 (Масштаб 10 дБ/дел).

27-AUG-93 15:25

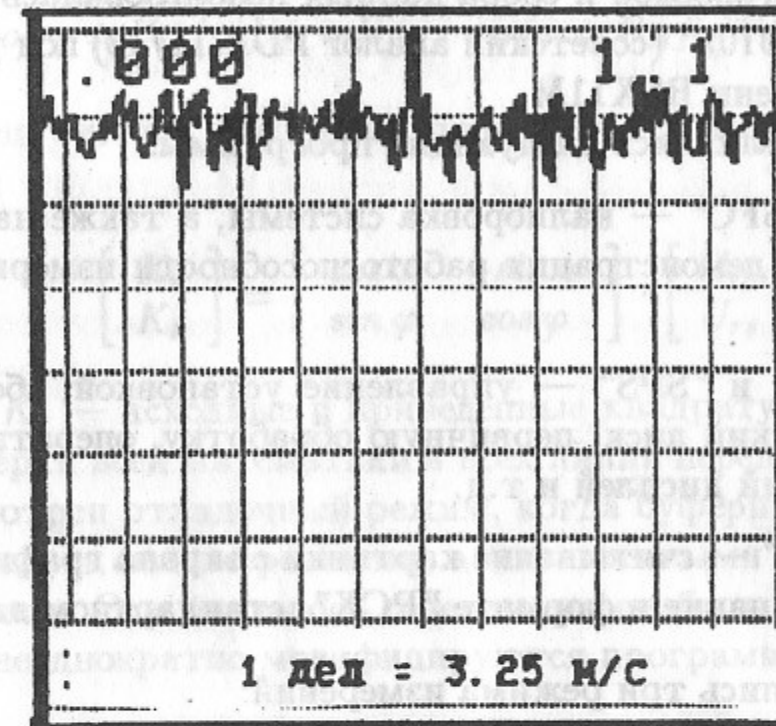


Рис. 2. Спектр мощности калибровочного сигнала $P_c = 171 \text{ дБ/Вт}$ (масштаб — 10 дБ/дел).

ЩЕРП: АНА П-10 28-AUG-93 15:03

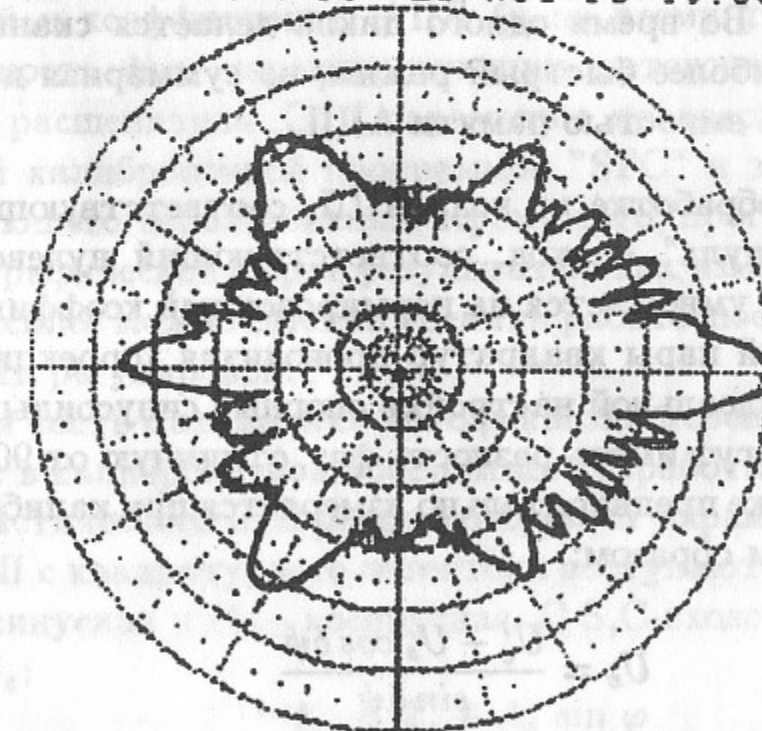


Рис. 3.

5. Управление установкой и сбор данных

Для управления установкой и сбора данных использовалась микро-ЭВМ "Электроника МС-0109" (советский аналог PDP-11/43) под управлением ОС реального времени RSX11M.

Этой ЭВМ выполнялись следующие программы:

- Программа "SFC" — калибровка системы, а также настройка, тестирование и демонстрация работоспособности измерительной аппаратуры.
- Задачи "SZS" и "SPS" — управление установкой, сбор данных и сброс на жёсткий диск, первичную обработку, оперативный вывод на графический дисплей и т.д.
- Задача "CAD" — считывание картинка с экрана графического дисплея и запоминание в формате "PCX", стандартном для IBM PC.

Предусматривались три режима измерений:

- Единичный цикл;
- Сканирование по дальности — делаются несколько единичных циклов с определенным шагом по дальности;
- "Гребенка" — Во время одного цикла делается сканирование по дальности. Наиболее быстрый режим, но суммарная длина массивов ограничена емкостью памяти АЦП.

При первичной обработке из кода АЦП, соответствующего квадратуре, вычитается "нуль" — код, соответствующий нулевому уровню сигнала и результат умножается на нормировочный коэффициент.

Затем для каждой пары квадратур проводится коррекция неортогональности. Из-за неидеальной настройки опорные синусоиды квадратурного расщепителя могут иметь разность фаз, отличную от 90° . Реальная разность фаз $\delta\psi$ также предварительно измеряется при калибровке и учитывается следующим образом:

$$U_c = \frac{U'_c - U_s \cos \delta\psi}{\sin \delta\psi} \quad (8)$$

где U_c — скорректированная косинусная, а U'_c , U_s — исходные косинусная и синусная квадратуры, $\delta\psi$ — реальная разность фаз между опорными синусоидами; в идеале $\delta\psi = 90^\circ$.

Затем из квадратур передатчика U_{tc} , U_{ts} строятся элементы матрицы преобразования:

$$\cos \varphi = U_{tc} / \sqrt{U_{tc}^2 + U_{ts}^2}, \quad \sin \varphi = U_{ts} / \sqrt{U_{tc}^2 + U_{ts}^2} \quad (9)$$

И, наконец, сигнал приёмника приводится к квадратурному базису передатчика:

$$\begin{bmatrix} K_c \\ K_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{rc} \\ U_{rs} \end{bmatrix} \quad (10)$$

U_{rc} , U_{rs} , K_c , K_s — исходные и приведенные квадратуры приёмника.

Для проверки всей математики и всех линий передачи цифровых данных предусмотрен отладочный режим, когда буферная память АЦП заполняется кодами, не измеренными, а вычисленными по математической модели процесса. Это оказалось совершенно необходимо, так в ходе экспериментов неоднократно модифицируются программы и аппаратура.

6. Программа калибровки

Во время измерительного цикла нужно знать такие параметры, как смещения нулей и коэффициенты АЦП (и по всему тракту), а также реальную разность фаз, характеризующую ортогональность базиса квадратурного расщепителя. Эти параметры предварительно измеряются специальной калибровочной программой "SFC" и записываются в файл для последующего использования. Кроме того, программа изображает в наглядной графической форме результаты этих измерений. По виду картинки на дисплее можно быстро оценить работоспособность установки и правильность регулировок.

Основная часть математики метода квазикогерентного накопления сосредоточена в калибровочной программе. Разработан быстрый и точный метод статистического измерения требуемых параметров.

На вход АЦП с квадратурного детектора поступают две компоненты сигнала: U_s — синусная и U_c — косинусная. С S, C-входов АЦП считываются коды K_s , K_c :

$$\begin{aligned} K_s &= Z_s + A_s \sin \varphi \\ K_c &= Z_c + A_c \cos \varphi \end{aligned} \quad (11)$$

где: Z_s, Z_c — смещения нулей, A_s, A_c — предельные амплитуды сигнала, φ — случайная фаза опорной частоты квадратурного детектора. Вероятность получить при измерении код в диапазоне $(K, K + dK)$ равна вероятности найти соответствующую случайную фазу $(\varphi, \varphi + d\varphi)$:

$$P(K) dK = \frac{2 d\varphi/\pi}{d\varphi/dK} = \frac{2 dK}{\pi \sqrt{1 - ((Z - K)/A)^2}} \quad (12)$$

Натянув эту кривую на гистограмму распределения кодов, полученную по серии измерений калибровочного сигнала, можно определить A и Z . Проблема состоит в том, что аппроксимировать по наименьшим квадратам производную арксинуса — неблагоприятное занятие. Простой выход — поменять местами переменные и проинтегрировать по вероятности, чтобы избавиться от производной. В результате получим:

$$K_j = Z + A \cos \left(\frac{\pi \sum_{i=1}^j n_i}{N} \right) \quad (13)$$

где i, j — номера каналов гистограммы, K_j — код АЦП, соответствующий каналу j гистограммы, n_i — число отсчетов в канале i , N — полное число измерений.

Отсюда мы получим линейную систему уравнений для A и Z . При использовании 64-канальной гистограммы, достигается точность до 10^{-3} , даже если существенная часть гистограммы лежит вне рабочего диапазона. На языке потребностей практики это означает, что метод устойчиво работает с неблагоприятными данными — то есть как раз тогда, когда особенно нужно получить информацию для проведения регулировок.

После определения нулей и амплитуд по той же серии определяется разность фаз между опорными синусоидами квадратурного расщепителя. В этом случае проблема заключается в том, что для единичной пары квадратур разность фаз определена неоднозначно: каждой паре U_s, U_c могут соответствовать 4 возможных значения разности фаз $\delta\psi$. Эту неоднозначность легко разрешить, опять же используя соответствующую гистограмму.

Пусть $\delta\psi$ — искомая разность фаз, U_s, U_c — синусная и косинусная компоненты, пронормированные после вычитания нулей на предельные амплитуды ($U_s^2 + U_c^2 \equiv 1$). Имеем:

$$U_c = \sin(\psi_0 + \delta\psi) = \sin \psi_0 \cdot \cos \delta\psi + \cos \psi_0 \cdot \sin \delta\psi =$$

$$= U_s \cos \delta\psi + \sqrt{(1 - U_s^2)(1 - \cos^2 \delta\psi)}$$

Решая квадратное уравнение, получаем:

$$\cos \delta\psi = U_s U_c \pm \sqrt{(1 - U_s^2)(1 - U_c^2)} \quad (14)$$

Чтобы избавиться от ложных корней, строим гистограмму для $\delta\psi$, используя оба корня. Ложные значения $\delta\psi$ размазываются по всей гистограмме, а правильное значение образует легко определяемый пик.

7. Заключение

Макет когерентной РЛС для исследования атмосферы и поверхности моря на частоте 150 МГц был собран и испытан на Сахалинском радиофизическом полигоне (о. Сахалин). Макет позволил уверенно измерять скорость воздуха при горизонтальном и вертикальном зондировании атмосферы. Максимальная дальность, при которой наблюдались доплеровские пики в фурье-спектре сигнала, связанные с ветром, достигала 70 км. РЛС позволяла регистрировать береговые пики в фурье-спектре сигнала, связанные с волнением на море и измерять скорость ветрового сноса поверхности моря, на удалениях до 30 км.

Ведется доработка комплекса РЛС для исследования атмосферы, связанная прежде всего с повышением пространственного разрешения путем использования антенны с узкой диаграммой направленности. Мы намерены создать комплекс из двух локаторов с пространственным разносом 10 — 20 км. Такой комплекс позволит измерять полное поле скорости ветра (все три компоненты вектора скорости и дисперсию) в радиусе до 50 — 70 км.

Список литературы

- [1] *Toru Sato*. Middle Atmosphere Programm Handbook. Vol30, Chap2, Edit. S.Fukao, Urbana, Illinois.
- [2] *R.J.Doviac, D.S.Zrnic*. Doppler Radar and weather observations. Academic press, London, 1984. *Имеется перевод: Довиак Р., Зрнич Д.* Допплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. — Л.: Гидрометеиздат, 1988.

[3] *П.В.Воробьев, А.Н.Кирпотин и др.* Препринт ИЯФ 94-57, Новосибирск, 1994 .

[4] *П.В.Воробьев, А.Н.Кирпотин и др.* Радиолокационные отражения от турбулентной тропосферы на частоте 150 МГц. (будет опубликовано), Препринт ИЯФ 94-59, Новосибирск, 1994 .

П.В. Воробьев, А.Н. Кирпотин, В.А. Бутько,

М.Е. Ровкин, А.П. Болдырев, Э.Б. Борисов,

В.А. Изотов, Г.П. Служин

**Макет когерентной РЛС для исследования
атмосферы и поверхности моря на частоте 150 МГц**

Ответственный за выпуск С.Г. Попов

Работа поступила 15 июня 1994 г.

Сдано в набор 15 июня 1994 г.

Подписано в печать 8 июля 1994 г.

Формат бумаги 60×90 1/16 Объем 1.3 печ.л., 1.0 уч.-изд.л.

Тираж 220 экз. Бесплатно. Заказ № 58

Обработано на IBM PC и отпечатано на
ротапринте ИЯФ им. Г.И. Будкера СО РАН,
Новосибирск, 630090, пр. академика Лаврентьева, 11.